

Caracterización banda ancha de canal MIMO a 5GHz en interiores

Óscar González, Jesús Gutiérrez, Jesús Pérez, David Ramírez, Jesús Ibáñez and Ignacio Santamaría

Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria

39005 Santander, Spain

{oscargf,jesusgt,jperez,ramirezgd,jesus,nacho}@gtas.dicom.unican.es

Abstract—This paper presents a simple characterization methodology for broadband Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) channels in indoor environments. The overall procedure involves the transmission of a set of phase-optimized complex exponentials within the band of interest, the subsequent acquisition through the receive antennas, and the frequency and amplitude estimation of the transmitted exponentials with high-accuracy methods based on the Fast Fourier Transform (FFT). In addition to its simplicity, other advantage of the proposed methodology is that hard tasks such as synchronization and detection are avoided. Measurements using the proposed method have been obtained using a 4x4 flexible dual band (2.4/5 GHz) MIMO testbed.

I. INTRODUCCIÓN

La creciente demanda de capacidad en los sistemas de comunicaciones y, especialmente, en aquellos de naturaleza inalámbrica ha propiciado la investigación de los sistemas MIMO, consistentes en el empleo de varias antenas, tanto en recepción como en transmisión.

Dichos sistemas resultan especialmente interesantes en aquellas situaciones en las que, debido a las adversas características de propagación en el canal, la tasa de transmisión se ve reducida.

Puesto que las características del canal [1] determinan la capacidad del sistema, éstas han sido estudiadas con interés y se han propuesto numerosos modelos. A modo de ejemplo pueden citarse modelos de canal para HIPERLAN/2 y IEEE 802.11a [2].

Sin embargo, a menudo, no se dispone de un conocimiento adecuado sobre dichas características y los trabajos teóricos pueden basarse en supuestos que no representen fielmente las condiciones reales del canal de propagación. Es por ello que se hace necesario disponer de un método que permita verificar experimentalmente estos supuestos [3].

En nuestro caso, para la caracterización del canal se ha desarrollado un método basado en la transmisión de varias exponenciales complejas y en su estimación en el receptor mediante el algoritmo IWPA (*Iterative Weighted Phase Averager*). Además de la sencillez y simplicidad del método propuesto, este algoritmo proporciona gran precisión en la estimación de la respuesta del canal en las frecuencias de las exponenciales transmitidas. No resulta necesario, por tanto, ningún tipo de sincronización adicional entre transmisor y receptor (ya sea cableada o inalámbrica).

Otro aspecto positivo a destacar es que resulta una solución de bajo coste en el sentido de que no requiere modificaciones hardware sustanciales y una plataforma MIMO [4], [5] versátil puede ser utilizada para modelar el canal a la vez que puede ser utilizada para experimentos de comunicaciones [6]. En resumen, resulta una buena alternativa a los *channel sounders* tradicionales.

II. DESCRIPCIÓN DE LA PLATAFORMA MIMO

El método descrito se ha implementado sobre una plataforma MIMO 4x4 con capacidad para trabajar en las bandas de 2.4 y 5 GHz. Dicha plataforma, está compuesta por dos nodos (Fig. 1), cada uno de los cuales está construido a base de módulos comercializados por Lyrtech Inc. Básicamente, cada nodo consta de un PC, un frontal de RF analógico con 4 antenas, una tarjeta conversora analógico-digital y otra tarjeta para la conversión digital-analógico.

III. DESCRIPCIÓN DEL MÉTODO

A continuación se detalla el método propuesto, así como las consideraciones previas a tomar para la correcta ejecución del mismo. Se optará por una solución sencilla que evite tareas complejas propias de un sistema de comunicaciones, como la sincronización y detección de la señal.

III-A. Consideraciones previas

A lo largo del proceso de generación en el equipo transmisor, la señal sufre una serie de efectos que la distorsionan en menor o mayor medida pero que deberemos neutralizar para que no enmascaren nuestra medida de canal antena-antena.

- **Respuesta de la sección banda base y RF** La combinación de ambas respuestas se compensará conjuntamente mediante la predistorsión de la señal a transmitir. La cuantía de dicha predistorsión se obtendrá en el proceso de calibración (Sec. III-C).
- **Respuesta de los convertidores D/A** La respuesta típica de la forma $\sin(x)/x$ se compensará mediante un prefiltrado software.
- **Desbalance IQ** El modulador IQ de los transmisores sufre de un cierto desequilibrio en fase y ganancia. Este efecto se manifiesta en el espectro como réplicas en la frecuencia imagen de la que se está transmitiendo. Para minimizarlo, se ha tomado la determinación de generar la señal de forma asimétrica respecto a la frecuencia del oscilador local (LO) (Fig. 2).

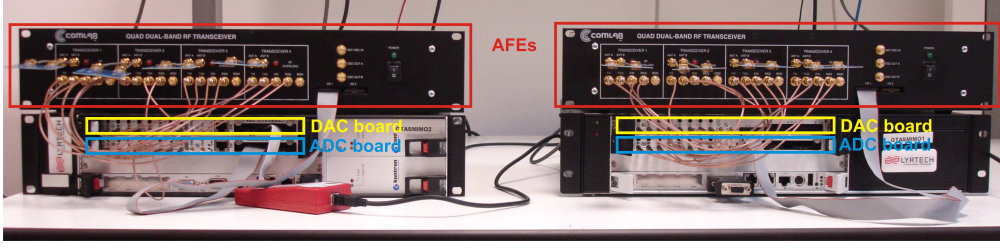


Fig. 1. Plataforma MIMO utilizada para la implementación.

III-B. Señal transmitida

La señal a transmitir $s[n]$ consiste en un conjunto de N exponenciales complejas:

$$s[n] = \sum_{i=1}^N A_i e^{j(\omega_i n + \phi_i)} \quad (1)$$

Donde A_i son los coeficientes de predistorsión obtenidos en el proceso de calibración y ω_i un conjunto de frecuencias que muestrean adecuadamente el ancho de banda de interés, minimizan el efecto del desbalance IQ antes comentado y coinciden con el muestreo de la Transformada Discreta de Fourier (DFT).

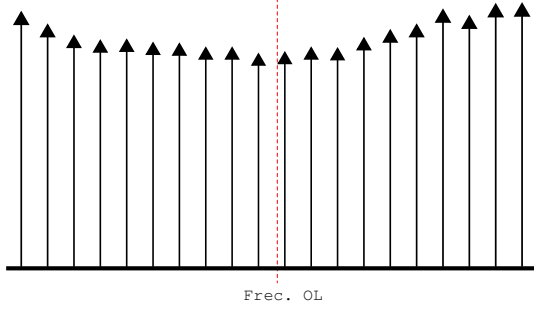


Fig. 2. Modelo espectral de la señal transmitida (N=20 portadoras).

Por otra parte, ϕ_i son unas fases elegidas con objeto de resolver el principal problema de las señales multitono: si no son sumadas adecuadamente hacen un uso ineficiente del rango dinámico de la electrónica que atraviesan porque presentan una gran relación potencia de pico vs valor medio (*Peak to Average Power Ratio* o PAPR). Si se evita la saturación de los dispositivos la potencia media transmitida disminuye notablemente. Así pues, el objetivo es conseguir unas fases que logren que la señal multitono presente prácticamente una envolvente constante.

El método utilizado está basado en técnicas de *clipping* y desfase [7] pero presenta ligeras modificaciones para minimizar simultáneamente el PAPR de la parte real e imaginaria de esta señal compuesta por tonos con amplitudes diferentes. Básicamente, el procedimiento consiste en minimizar el máximo de los PAPR de la parte real e imaginaria. Para ello, se aplica el siguiente algoritmo:

1. Elegir unas fases iniciales y construir la señal deseada. Para acelerar la convergencia del algoritmo se ha partido

de las fases de Newman [8].

2. Separar las componentes real e imaginaria.
3. Recortar ambas componentes por un punto entre el 75 y el 95 por ciento de su valor máximo.
4. Una vez recortadas, calcular la DFT y obtener las nuevas fases de cada tono.
5. Calcular el PAPR de ambas componentes.
6. Repetir los pasos 2-5 hasta que el máximo PAPR de las componentes alcance el valor de PAPR deseado o hasta que este máximo no disminuya.

De esta manera se consigue, en pocas iteraciones, una solución (Fig. 3) que se aproxima a la solución óptima para tonos de la misma amplitud [9]: una envolvente constante de valor \sqrt{N} .

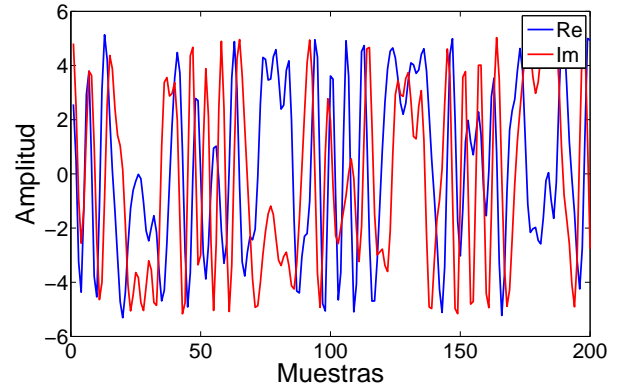


Fig. 3. Minimización del PAPR (N=20 portadoras).

III-C. Calibración

El proceso de calibración permitirá obtener los coeficientes A_i de la Ecuación 1. Se ha llevado a cabo conectando transmisor y receptor con un cable y ajustando la amplitud de cada exponencial para que el espectro de la señal recibida resulte plano.

III-D. Procesado en recepción

Tras atravesar el canal, la señal recibida puede denotarse como sigue:

$$r[n] = \sum_{i=1}^N A'_i e^{j(\omega'_i n + \phi'_i)} \quad (2)$$

Donde A'_i , ω'_i y ϕ'_i se corresponden con los parámetros A_i , ω_i y ϕ_i respectivamente tras haberse visto afectados por la transmisión a través del canal.

1. Estimación de la respuesta del canal SISO

Para la estimación de los parámetros A'_i , ω'_i y ϕ'_i se utilizará una versión modificada del algoritmo IWPA [10] para trabajar con exponenciales complejas en lugar de sinusoides. Una vez estimados dichos parámetros es inmediato conocer la distorsión en amplitud y fase introducida por el canal. Igualmente, es necesario estimar la frecuencia de las exponenciales complejas recibidas pues se ve afectada ligeramente por la diferencia de frecuencia entre ambos osciladores locales (o por el efecto *Doppler* si hubiera movimiento relativo entre terminales).

El algoritmo IWPA es un método de estimación frecuencial no paramétrico basado en la Transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform* o FFT) capaz de proporcionar una estimación precisa a pesar de que los tonos no estén muy separados en frecuencia. Este método es capaz de reducir las fugas espectrales.

En primer lugar se realiza la FFT para obtener el espectro de la señal recibida. Se estima la frecuencia $\hat{\omega}$ como la correspondiente al coeficiente de mayor magnitud (estimación gruesa) y se hace una interpolación de dichos resultados (estimación fina). Luego se genera una nueva exponencial

$$v[n] = e^{j\hat{\omega}n} \quad (3)$$

donde $\hat{\omega} = 2\pi\hat{f}/f_s$. Por medio del filtro adaptado

$$\hat{h} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N_{fft}} v^*[n] \cdot r[n] \quad (4)$$

se estiman amplitud $\hat{a} = |\hat{h}|$ y fase $\hat{p} = \arg(\hat{h})$. Una vez que se ha detectado una exponencial se elimina su contribución del espectro inicial y el proceso comienza de nuevo. Uno de los puntos clave del IWPA es que cada vez que se estima una nueva frecuencia todas las frecuencias calculadas anteriormente son reestimadas así como su amplitud y fase.

2. Estimación de la respuesta del canal MIMO

Hasta este punto, esta misma metodología podría servir para caracterizar un sistema SISO tradicional aunque el interés es poder caracterizar un canal MIMO $M \times M$. Para que cada una de las antenas receptoras pueda distinguir de que antena transmisora proviene la señal capturada es necesario algún tipo de multiplexación ya sea frecuencial o temporal.

La primera consistiría en reservar unas ciertas frecuencias para cada transmisor de forma que muestreen el ancho de banda de interés de forma más o menos equitativa, aunque esta solución conllevaría una pérdida de resolución espectral.

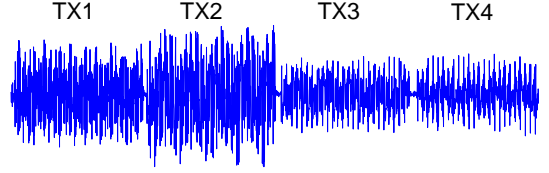


Fig. 4. Señal recibida por una de las antenas



Fig. 5. Vista en planta del entorno de medición.

La segunda, consiste en conmutar el transmisor utilizado de forma rápida para que se transmita por todas las antenas al menos una vez en el tiempo de coherencia del canal. Así, las antenas receptoras verán una especie de trama con M transmisiones cada una de las cuales corresponde a un transmisor diferente (Fig. 4). Una vez separadas esas transmisiones e identificado el transmisor del que provienen puede estimarse la respuesta de ese canal SISO en particular como se ha descrito en el apartado anterior.

3. Procesado offline

El modelado de canal no sólo consiste en la obtención de su respuesta frecuencial sino que además es interesante conocer su evolución temporal y su comportamiento estadístico. Por tanto, puede ser necesario realizar estimaciones separadas temporalmente y una gran cantidad de ellas para un posterior análisis estadístico de las medidas. Por esta razón, la aplicación del algoritmo IWPA se realiza *offline*, esto es, primero se capturan tantas tramas como se desee y posteriormente se pasa a aplicar el algoritmo a cada una de ellas.

IV. EVALUACIÓN DE RESULTADOS

Para ilustrar el funcionamiento del método se ha desplegado una campaña de medidas en un entorno de interior a una frecuencia de 5.6 GHz. Una vista en planta del entorno en el cual se han desarrollado las medidas puede verse en la Figura 5. Inicialmente se ha asumido un canal cuasi-estático.

En dicho entorno se han evaluado tres situaciones con distintas condiciones de visibilidad y distancia: visión directa

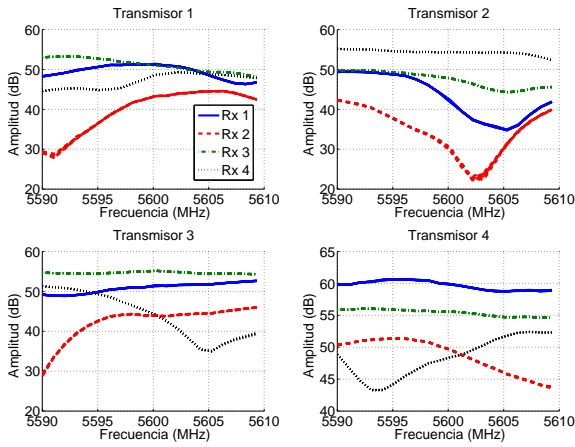


Fig. 6. Canal estimado con transmisor en ubicación 1.

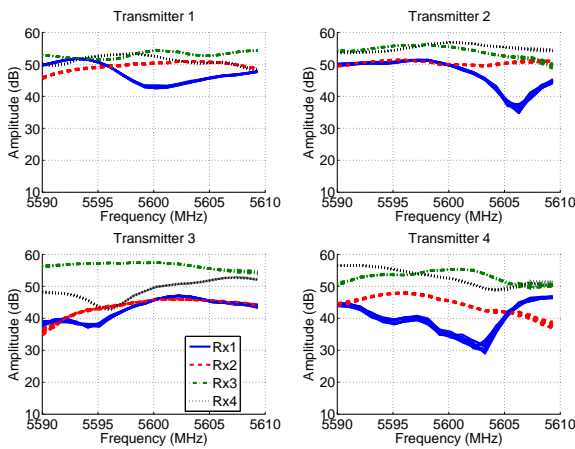


Fig. 7. Canal estimado con transmisor en ubicación 2.

(TX 1), línea de vista ligeramente obstaculizada (TX 2) y ausencia de visión directa (TX 3).

Además, para observar la evolución temporal del canal se han realizado 10 capturas durante un segundo espaciadas entre sí 100 ms. La señal transmitida ha consistido en $N = 20$ exponenciales complejas que cubren un ancho de banda de unos 20 MHz (Fig. 2)

Los resultados obtenidos en la situación de visión directa donde transmisor y receptor se encuentran separados 3,5 m pueden verse en la Figura 6.

Como era de esperar, en ausencia de vista directa (Figs. 7 y 8) los canales son más selectivos en frecuencia.

Por otra parte, se puede comprobar que el supuesto inicial de canal cuasi-estático es perfectamente válido ya que no se aprecian diferencias notables entre las estimaciones realizadas cada 100 ms.

V. CONCLUSIONES

Las ventajas de disponer de una manera económica y sencilla de caracterizar el canal MIMO son numerosas puesto que permiten conocer entornos reales de propagación que son

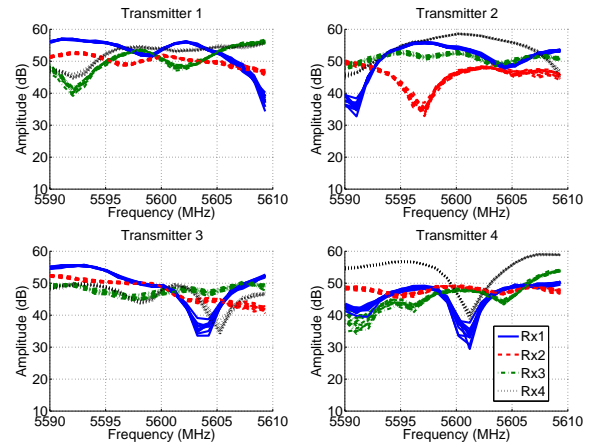


Fig. 8. Canal estimado con transmisor en ubicación 3.

muy difíciles de caracterizar por otros medios o requieren de un equipamiento específico. En este trabajo se ha presentado un método para caracterizar el canal MIMO utilizando una plataforma flexible.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el proyecto *Advanced MIMO systems for Maximum reliability and performance (MIMAX)* y por el Ministerio de Ciencia e Innovación a través del proyecto *MIMO technologies for multiterminal wireless networks (MultiMIMO)* TEC2007-68020-C04-02/TCM. También ha sido financiado con la beca FPU AP2006-2965 y la beca FPI BES-2008-002085.

REFERENCES

- [1] M. K. Simon and M.-S. Alouini, *Digital Communications over Fading Channels*, J. G. Proakis, Ed. John Wiley & Sons, 2005.
- [2] J. Medbo and P. Schramm, "Channel models for HIPERLAN/2," *ET-SI/BRAN*, no. 3ERI085B, 1998.
- [3] R. S. Thomä, M. Landmann, A. Richter, and U. Trautwein, *Smart Antennas State of the Art*. Hindawi Publishing Corporation, 2005, ch. 13, pp. 241–270.
- [4] A. G. i. Fábregas, M. Guillaud, D. T. M. Slock *et al.*, "A MIMO-OFDM Testbed for Wireless Local Area Networks," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, vol. 2006, 2006.
- [5] S. Caban, C. Mehlführer, R. Langwieser, A. L. Scholtz, and M. Rupp, "Vienna MIMO testbed," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing, special issue on Implementation Aspects and Testbeds for MIMO systems*, 2006.
- [6] D. Ramírez, I. Santamaría, J. Pérez, J. Vía, J. A. García-Naya, T. M. Fernández-Caramés, H. Pérez-Iglesias, M. G. López, L. Castedo, and J. M. Torres-Royo, "A comparative study of STBC transmissions at 2.4 GHz over indoor channels using a 2 x 2 MIMO testbed," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 8, no. 9, pp. 1149–1164, November 2008.
- [7] E. V. der Ouderaa, J. Schoukens, and J. Renneboog, "Peak factor minimization using a time-frequency domain swapping algorithm," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, pp. 145–147, 1988.
- [8] S. Boyd, "Multitone signals with low crest factor," *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, no. 10, October 1986.
- [9] M. Friese, "Multitone signals with low crest factor," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 45, 1997.
- [10] I. Santamaría, C. Pantaleón, and J. Ibáñez, "A comparative study of high-accuracy frequency estimation methods," *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2000.
- [11] "MIMO Systems for MAXimum Reliability and Performance (MIMAX)." [Online]. Available: <http://www.ict-mimax.eu/>